

采用分布式 Alamouti 编码的虚拟全双工中继通信方案

邵彦彰, 王磊, 薛奕蕾
(西安交通大学电子与信息学部, 710049, 西安)

摘要: 针对单输入单输出系统无法获得发射分集的缺陷以及全双工中继(FDR)通信中存在自干扰(SI)降低系统性能的问题,提出了一种采用分布式 Alamouti 编码的虚拟全双工(VFD)中继传输方案(DA-VFD)。该方案先将 3 个时隙划分为一组并在第 1、2 个时隙内传输发送符号以及发送符号的复共轭至中继节点和目的节点,再在第 3 个时隙将前两个时隙的接收符号联合解调,由于联合解调时的公式具有 Alamouti 的形式,因此目的节点可以获得二阶发射分集,抵抗信道衰落对系统误码性能造成的不利影响;同时,由于 2 个半双工节点在地理位置上隔离,其中一个节点发送的信号不会被另一个节点接收到,避免了全双工通信中 SI 带来的系统性能下降以及对 SI 消除带来的硬件需求;最后通过 2 个半双工中继之间的相互配合,达到近似于全双工(FD)通信的频谱效率。仿真结果表明:DA-VFD 方案的误码性能不受残余自干扰(RSI)的影响,并比 Alamouti FD 方案具有更好的误码性能;在消除质量参数为 0.5 的情况下,频谱效率为 1.33 b/(s · Hz)时,可以获得约 2 dB 的性能增益;频谱效率为 2.67 b/(s · Hz)时,可以获得约 6 dB 的性能增益。

关键词: 协作通信;分布式 Alamouti 编码;虚拟全双工通信;发射分集

中图分类号: TN929.5 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtub202012006 **文章编号:** 0253-987X(2020)12-0045-09



OSID 码

A Virtual Full-Duplex Relay Communication Scheme Based on Distributed Alamouti Protocol

SHAO Yanzhang, WANG Lei, XUE Yilei
(Faculty of Electronic and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: A distributed Alamouti-based protocol for virtual full-duplex (VFD) relaying networks (DA-VFD) is proposed to solve the problem that single-input single-output (SISO) system cannot achieve the transmit diversity, and self-interference (SI) in full-duplex (FD) system degrades the system performance. In order to obtain the second-order transmit diversity against the channel fading, which leads to drawbacks of the BER performance, DA-VFD combines three time slots as a group for transmission: The source transmit symbols and the complex conjugate of the symbols are transmitted to the relay node and the destination node within the first and the second time slots, and the receiving symbols from the first two slots are demodulated together in the third time slot. Since the formula used for joint demodulation has the form Alamouti, the destination can obtain the second-order transmission diversity, which can resist the adverse effect of channel fading on system error performance. At the same time, because the two half duplex

nodes are isolated geographically, the signals sent by one node will not be received by the other node, which avoids the system performance degradation brought by SI in full-duplex communication and the hardware requirements by SI elimination. Finally, the spectral efficiency of full duplex communication is achieved through the coordination between two half duplex relays. Simulation results show that the BER performance of DA-VFD is not affected by RSI and outperforms the existing Alamouti FD. When the spectral efficiency is $1.33 \text{ b/(s} \cdot \text{Hz)}$ and the quality of SI cancellation is 0.5, DA-VFD obtains about 2 dB more BER gains than Alamouti FD; when the spectral efficiency is $2.67 \text{ b/(s} \cdot \text{Hz)}$ and the quality of SI cancellation is 0.5, DA-VFD obtains about 6 dB more BER gains than Alamouti FD.

Keywords: cooperative network; distributed Alamouti coding; virtual full-duplex transmission; transmit diversity

在全双工中继(FDR)系统^[1-2]中,由于中继节点工作在全双工(FD)模式,能够同时同频接收和发送信号,因此理论上能够获得传统半双工中继系统2倍的频谱效率。此外,中继的引入还能够显著提升系统的稳定性和吞吐量。因此,全双工中继通信作为5G通信^[3]中很有发展潜力的一种通信技术而被广泛研究。然而,正是因为“同时同频”的收发特性,中继节点会受到严重的自干扰(SI)影响,造成系统性能的大幅下降,如果不对FDR系统中的SI进行抑制,其性能甚至低于半双工中继系统。由于FDR系统的SI消除^[4-6]存在同步误差、延时、信道估计误差等问题,基带信号中遗留的残余自干扰(RSI)将不可避免地制约FDR系统性能。在全双工技术发展成熟之前,亟需一种能够同时继承全双工通信高频谱效率和稳定性的替代方案。

虚拟全双工(VFD)技术的提出正是为了解决上述问题。VFD技术利用2个或多个工作在半双工模式的单天线中继分别用于接收和发送信号,使其接收天线与发射天线在地理位置上相互独立,避免了FDR系统中的最大的瓶颈——SI,但最初的VFD中继系统存在频谱效率低和没有获得发射分集增益的问题。

在提高频谱效率方面,为了使VFD中继系统获得更加接近于FDR系统的频谱效率,研究者们提出了一系列的VFD中继传输方案。文献[7]提出了一种采用差分二进制相移键控调制的VFD中继传输方案,该方案通过在目的节点采用差分传输抵消中继间的相互干扰,同时避免了信道估计误差带来的影响。仿真结果表明该方案能够实现近似于全双工传输的频谱效率。文献[8]采用在中继节点增加预编码矩阵的方法,在提高频谱效率的同时,能够控制中继间的相互干扰,从而提高系统性能。

在获得发射分集方面,为了使VFD中继系统获得更高的分集与复用增益,文献[9-10]提出了中继节点采用多天线技术(MIMO)的协作通信方案。仿真结果表明,MIMO技术的引入能够显著提升系统的传输速率与可靠性。但是,MIMO技术的引入大幅度增加了系统的复杂度,针对这一问题,文献[11]通过中继选择技术,在同一时间只激活多个中继节点中的一个进行信号传输,其余未激活的中继用于接收,降低了系统的发射功率并简化了中继相关的传输链路,该方案中用到的空间调制(SM)技术^[12-13]还能够通过天线索引携带额外的信息比特,进一步提高系统性能。为了充分利用多中继系统的分集增益,文献[14]提出了一种基于天线选择技术的VFD中继方案,使系统在低传输速率情况下能够获得接近满分集的增益。文献[15]在天线选择的基础上,提出了一种基于非正交多址(NOMA)的VFD框架,通过提出的一种自适应中继选择算法,实现了更低的系统中断概率。类似地,文献[16]提出了一种采用放大转发协议的虚拟全双工协作NOMA传输方案,获得了较好的系统性能和更高的传输速率。文献[17]提出了一种采用译码转发协议的虚拟全双工协作NOMA传输方案,仿真结果显示所提方案的性能相较传统VFD NOMA方案获得很大提升。此外,文献[18]还研究了采用译码转发协议的虚拟全双工中继在多跳情况下的传输方案,并推导出了系统的可达速率。文献[19]提出了一种采用缓冲辅助的多中继虚拟全双工传输方案,通过缓冲区的应用优化了系统的中断概率以及延时。

以上方案为了使单天线节点获得分集增益,采用了多个中继进行协作通信,系统性能取决于中继节点的数量,带来了硬件成本的大幅增加。针对上述问题,文献[20-21]中,源节点通过一定的编码器

制与一个 FD 中继节点进行配合,通过 3 个时隙进行协作传输并在目的节点构造出近似于 2 发 1 收的 Alamouti 发射方案^[22-24] 的接收形式,从而获得发射分集。通过 3 个时隙传输 2 个符号的协作传输方式,文献[20-21]的系统频谱效率均为 $\frac{2}{3} \text{ b}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$,低于满速率传输时的系统频谱效率($1 \text{ b}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$),但仍高于半双工系统传输频谱效率($\frac{1}{2} \text{ b}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$)。但是,由于 FD 中继涉及到 SI 消除带来的不确定性,导致以上 2 种方案获得的误码性能均不稳定。

在此背景下,为了解决文献[20-21]提出的 FDR 方案无法获得稳定误码性能的问题,同时为了解决 VFD 通信中单天线节点无法获得发射分集,以及多中继节点协作通信获得分集依赖中继数量而导致的硬件成本高等问题,本文提出了一种采用分布式 Alamouti 编码的虚拟全双工中继通信方案(DA-VFD 方案)。在 DA-VFD 方案中,一个采用 Alamouti 编码、装备单天线的半双工源节点,与 2 个同样配置单根发射天线且工作在半双工模式的中继节点进行配合,能够实现近似于全双工通信的频谱效率。相较于 FDR 系统,本文所提出的 DA-VFD 方案能够获得更好的误码性能。

1 VFD 传输模型

考虑一个如图 1 所示的协作通信模型,在 2 个单天线中继 R_1 和 R_2 的协助下,采用单天线的源节点 S 与采用单天线的目的节点 D 进行单向通信。考虑到中继之间存在物理隔离,本文假设 2 个中继之间不存在相互干扰^[11,25]。此时模型中一共包含 5 条传输信道,分别是 S 到 R_1 的信道 $h_{SR}^{(1)}$ 、 S 到 R_2 的信道 $h_{SR}^{(2)}$ 、 R_1 到 D 的信道 $h_{RD}^{(1)}$ 、 R_2 到 D 的信道 $h_{RD}^{(2)}$ 以及 S 到 D 的信道 h_{SD} 。假设模型中的信道均服从准静态瑞利衰落,即假设模型中的信道状态信息在 1 个协作时间段内(包含 3 个协作时隙)保持不变^[20-21]。同时,所有信道中的元素均服从于均值为 0、方差为 1 的独立复高斯分布 $\text{CN}(0,1)$ 。

在模型中,中继 R_1 和 R_2 均采用译码转发协议进行转发,即中继首先对接收到的源信号进行解码,随后依据设定的编码规则对解调出的比特重新编码,再将处理后的信号转发给目的节点 D 。由于对信号的解调和编码等信号处理操作需要时间,因此中继在第 t 个时隙接收到的信号将在第 $t+1$ 个时隙转发。注意到 2 个中继均工作在半双工模式,因此在同一时刻每个中继只能进行信号接收与发射中的一项操作。

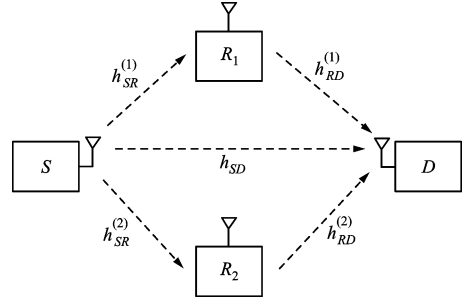


图 1 虚拟全双工中继通信模型

2 DA-VFD 传输方案

DA-VFD 方案包含 2 种工作模式,分别是协作工作模式和 SISO 工作模式。当中继节点能够正确解调来自源节点的广播信号时,整个系统将工作在协作模式;相反,当中继节点不能正确解调源节点信号时,系统将工作在 SISO 模式。

2.1 DA-VFD 工作模式判定

通过香农公式,能够得到系统中源-中继 2 条链路的可达速率 C_{R1} 和 C_{R2} 。当 2 条源-中继链路的可达速率同时大于或等于系统的传输速率时,意味着 2 个中继节点均能正确解调来自源节点的传输信号,此时系统将工作在协作模式。当源至中继信道的可达速率不能满足系统的传输速率时,该链路将会发生中断,此时系统将切换至 SISO 模式,仅利用直传链路 S 到 D 对源节点信号进行最大似然解调。

2.2 协作工作模式

在协作模式下,源节点将与 2 个中继节点进行配合,通过分布式 Alamouti 编码在 3 个协作时隙内与目的节点构造类似于 2 发 1 收的 Alamouti 传输方案的等效接收形式。最后,目的节点通过采用相应的信号处理,获得发射分集增益。

以通信开始的前 3 个时隙为例。在通信开始时,源节点首先广播第 1 个符号 s_1 ,将其记为第 1 个通信时隙。此时,中继节点 R_1 、 R_2 以及目的节点 D 均能收到来自源节点的广播信号。此时,各节点的接收信号可以表示为

$$\left. \begin{aligned} y_{R_1}(1) &= \sqrt{\rho} h_{SR}^{(1)} s_1 + n_{R_1}(1) \\ y_{R_2}(1) &= \sqrt{\rho} h_{SR}^{(2)} s_1 + n_{R_2}(1) \\ y_D(1) &= \sqrt{\rho} h_{SD} s_1 + n_D(1) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中: ρ 为每根发射天线平均发射功率的信噪比; $n_{R_1}(1)$ 、 $n_{R_2}(1)$ 以及 $n_D(1)$ 分别表示中继节点 R_1 、 R_2 以及目的节点 D 在第 1 个时刻接收信号中的加性高斯白噪声。

在接收到源节点的第1个发射信号后,目的节点 D 将保留第1个时刻的接收信号,此时不做任何处理。中继节点 R_1 将对源节点信号进行最大似然解调,得到源节点第1个时刻的传输符号 s_1 ,并对解调得到的符号取共轭,得到的 s_1^* 用于下一时隙发送。中继节点 R_2 对于此时的接收信号不做任何处理。

在通信开始后的第2个时隙,源节点广播第2个符号 $-s_2^*$,同时 R_1 转发 s_1^* 。此时,中继节点只有 R_2 能够接收到源节点的广播信号。同时,目的节点的接收信号中包含了2部分信号,分别是源节点在第2个时隙的广播信号以及中继节点 R_1 的转发信号,则在一个协作时间段内的第2个时隙中继以及目的节点的接收信号可以表示为

$$\left. \begin{aligned} y_{R_2}(2) &= \sqrt{\rho} h_{SR}^{(2)}(-s_2^*) + n_{R_2}(2) \\ y_D(2) &= \sqrt{\rho} h_{SD}(-s_2^*) + \sqrt{\rho} h_{RD}^{(1)} s_1^* + n_D(2) \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

式中: $n_{R_2}(2)$ 以及 $n_D(2)$ 分别表示中继节点 R_2 以及目的节点 D 在第2个时隙接收信号中的加性高斯白噪声。

在接收到源节点第2个时隙的广播信号后,中继节点 R_2 将对接收信号进行最大似然解调,并对解调出的符号取共轭的相反数,得到的符号 s_2 用于下一时隙发射。此时,目的节点将保留第2个时隙的接收信号,不做任何处理。

当通信进行到一个协作时间段内的第3个时隙时,源节点将不发射信号,此时通信系统中只有 R_2 转发符号 s_2 ,因此在一个协作时间段的最后一个时隙,目的节点只接收到来自中继 R_2 的转发信号,如下所示

$$y_D(3) = \sqrt{\rho} h_{RD}^{(2)} s_2 + n_D(3) \quad (3)$$

式中: $n_D(3)$ 表示目的节点在第3个协作时隙接收信号中的加性高斯白噪声。

当 DA-VFD 工作在协作模式时,将依次按照上述3个时隙的传输过程循环进行。

2.3 协作模式下的信号处理

在协作模式下,目的节点将联合3个时隙的接收信号进行解调。首先,目的节点将对3个时隙的接收信号进行信号处理,以获得类似于2发1收 Alamouti 传输方案信号的接收形式。

通过前文的介绍,目的节点在3个协作时隙的接收信号分别表示为 $y_D(1)$ 、 $y_D(2)$ 和 $y_D(3)$ 。假设目的节点能够完美估计出与之相关的无线信道 $h_{RD}^{(1)}$ 、 $h_{RD}^{(2)}$ 以及 h_{SD} 。此时,目的节点分别将前2个时

隙的接收信号乘以 $h_{RD}^{(2)}$,将第3个时隙的接收信号乘以 $h_{RD}^{(1)}$,并将处理后的第1个与第3个时隙的信号相加记作 y_1 ,将对第2个时隙处理后的信号记作 y_2 ,此时可以得到

$$\left. \begin{aligned} y_1 &= y_D(1)h_{RD}^{(2)} + y_D(3)h_{RD}^{(1)} \\ y_2 &= y_D(2)h_{RD}^{(2)} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

整理后可以得到

$$\left. \begin{aligned} y_1 &= \sqrt{\rho} h_{SD} h_{RD}^{(2)} s_1 + \sqrt{\rho} h_{RD}^{(1)} h_{RD}^{(2)} s_2 + h_{RD}^{(2)} n_D(1) + h_{RD}^{(1)} n_D(3) \\ y_2 &= \sqrt{\rho} h_{SD} h_{RD}^{(2)} (-s_2^*) + \sqrt{\rho} h_{RD}^{(1)} h_{RD}^{(2)} s_1^* + h_{RD}^{(2)} n_D(2) \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

通过对 y_2 取共轭,同时记 $h_{SD} h_{RD}^{(2)} = h_1$ 、 $h_{RD}^{(1)} h_{RD}^{(2)} = h_2$,可以得到式(5)的等效 MIMO 模型表达式

$$\left[\begin{array}{c} y_1 \\ y_2^* \end{array} \right] = \sqrt{\rho} \left[\begin{array}{cc} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{array} \right] \left[\begin{array}{c} s_1 \\ s_2 \end{array} \right] + \left[\begin{array}{c} h_{RD}^{(2)} n_D(1) + h_{RD}^{(1)} n_D(3) \\ h_{RD}^{(2)} n_D^*(2) \end{array} \right] \quad (6)$$

式中: $\mathbf{Y} = [\tilde{y}_1 \quad \tilde{y}_2^*]^T$ 表示 DA-VFD 在 MIMO 模型下的等效接收矩阵; $\mathbf{x} = [s_1 \quad s_2]^T$ 表示等效发射

向量; $\mathbf{H} = \left[\begin{array}{cc} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{array} \right]$ 表示等效 MIMO 信道矩阵;

$\mathbf{n} = [h_{RD}^{(2)} n_D(1) + h_{RD}^{(1)} n_D(3) \quad h_{RD}^{(2)} n_D^*(2)]^T$ 表示等效高斯噪声向量。

可见,此时目的节点通过对协作模式3个时隙的接收信号进行处理,构造出了类似2发1收的 Alamouti 发射方案的等效 MIMO 接收形式,通过相应的解调方式就能够获得发射分集。

2.4 解调

当系统的发射端采用 Alamouti 编码时,目的节点可以进行线性解调。由于本文 DA-VFD 方案的发射端采用了 Alamouti 编码,因此 DA-VFD 方案能够利用其解码复杂度低的优势实现快速译码。通过采用线性最大似然(ML)译码,调制阶数为 M 的 DA-VFD 系统,其目的节点处的译码复杂度将从 M^2 降低为 $2M$ 。

采用线性 ML 解码的具体步骤如下。首先,将式(6)的等效信道矩阵 $\mathbf{H}$ 取共轭转置并与式(6)相乘,可以得到下式

$$\mathbf{H}^H \left[\begin{array}{c} y_1 \\ y_2^* \end{array} \right] = \sqrt{\rho} (|h_1|^2 + |h_2|^2) \left[\begin{array}{c} s_1 \\ s_2 \end{array} \right] + \mathbf{H}^H \left[\begin{array}{c} n_1 \\ n_2^* \end{array} \right] \quad (7)$$

根据上式,目的节点对接收信号进行处理后,可以采用最大似然准则分别对符号 s_1 和符号 s_2 进行

独立解调。线性 ML 译码器可以设计如下

$$\left. \begin{aligned} \hat{s}_1 &= \arg \min_{\tilde{s}_t \in A_M} | \tilde{y}_1 - \sqrt{\rho}(|h_1|^2 + |h_2|^2)\tilde{s}_t |^2 \\ \hat{s}_2 &= \arg \min_{\tilde{s}_t \in A_M} | \tilde{y}_2 - \sqrt{\rho}(|h_1|^2 + |h_2|^2)\tilde{s}_t |^2 \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

式中: A_M 是调制阶数为 M 的星座集合; $\tilde{s}_t$ ($t=1,2$) 作为遍历符号对该集合中的所有可能符号进行遍历,并对分别使得 $\hat{s}_1$ 和 $\hat{s}_2$ 的欧式距离最小的符号做出判决。

通过上述方案,3 个时隙内传输的所有符号都可以被依次解调。在协作模式下目的节点实现了通过 3 个时隙解调 2 个符号的传输速率,因此 DA-VFD 方案在协作模式的传输速率为 $\frac{2}{3} \text{b}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 。可见,虽然协作模式下的系统传输速率未达到满传输速率,但仍高于半双工传输系统下 $\frac{1}{2} \text{b}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 的传输速率。

3 性能分析

本节对提出的 DA-VFD 方案的点对点性能进行分析。首先,分析了 DA-VFD 方案的系统中断概率。其次,通过得到的系统点对点中断概率表达式,进一步对 DA-VFD 方案的分集复用折中性能(DMT)进行分析。

3.1 中断概率

无线通信系统中,当系统的某一传输链路的可达速率不能达到系统的传输速率时,该链路就会发生中断。因此,当系统传输速率为 m 时,DA-VFD 方案的中断概率可以通过各链路的中断概率加权进行表示

$$P_{\text{out}} = P_{\text{co}}(m)(1 - P_{\text{to}}(m)) + P_{\text{SD}}(m)P_{\text{to}}(m) \quad (9)$$

式中: P_{out} 表示整个 DA-VFD 方案的中断概率; $P_{\text{co}}(m)$ 表示系统工作在协作模式的中断概率; $P_{\text{SD}}(m)$ 表示直传链路的中断概率; $P_{\text{to}}(m)$ 表示 2 条源-中继链路同时不发生中断的概率,可以通过式(10)进行计算,且 $P_{\text{SR}_1}(m)$ 和 $P_{\text{SR}_2}(m)$ 分别表示 $S-R_1$ 和 $S-R_2$ 链路的中断概率

$$P_{\text{to}}(m) = 1 - (1 - P_{\text{SR}_1}(m))(1 - P_{\text{SR}_2}(m)) \quad (10)$$

从式(9)可以看出,整个 DA-VFD 方案的中断发生在源-中继链路未发生中断,但协作模式发生中断时;或者源-中继链路发生中断,且直传链路发生

中断时。

根据式(6),通过香农公式和等效 MIMO 模型,可以得到 DA-VFD 方案工作在协作模式的信道容量为

$$C_{\text{co}} = \frac{1}{3} \text{lb} \det(\mathbf{I}_2 + \rho \mathbf{H} \mathbf{H}^H) = \frac{1}{3} \text{lb}(1 + \rho(|h_1|^2 + |h_2|^2))^2 \quad (11)$$

此时,可以进一步得到协作模式下的中断概率表达式

$$P_{\text{co}}(m) = P_{\text{r}}\{C_{\text{co}} < m\} = P_{\text{r}}\left\{\frac{1}{3} \text{lb}(1 + \rho(|h_1|^2 + |h_2|^2))^2 < m\right\} \quad (12)$$

同理,可以得到 2 条源-中继链路的中断概率表达式以及直传链路中断概率表达式分别如下

$$P_{\text{SR}_1}(m) = P_{\text{r}}\left\{\text{lb}(1 + \rho|h_{\text{SR}_1}^{(1)}|^2) < \frac{3m}{2}\right\} \quad (13)$$

$$P_{\text{SR}_2}(m) = P_{\text{r}}\left\{\text{lb}(1 + \rho|h_{\text{SR}_2}^{(2)}|^2) < \frac{3m}{2}\right\} \quad (14)$$

$$P_{\text{SD}}(m) = P_{\text{r}}\{\text{lb}(1 + \rho|h_{\text{SD}}|^2) < m\} \quad (15)$$

由于 2 个中继节点仅工作在 DA-VFD 传输方案的协作通信模式下,因此中继节点仅在 3 个时隙中的 2 个时隙传输符号。因此,为达到大小为 m 的系统传输速率,中继节点在 2 个时隙的实际传输速率必须达到 $3m/2$ 。

3.2 分集复用折中

MIMO 系统能够同时获得分集增益与复用增益,但是二者存在着定量的折中关系。例如,在 MIMO 系统接收、发射天线数确定的情况下,要想获得最高的分集增益,应该让所有发射天线发射相同的符号,此时系统能够获得最高的空间自由度;相反,如果想要系统达到最高的传输速率,则应该让所有发射天线发射不同的符号。因此,研究 MIMO 系统中分集与复用的折中关系,能够更全面的评价系统性能。

通过定义 $m = \gamma \log \rho$,文献[26]在研究中给出了 MIMO 系统的分集与复用的关系,即当分集增益 $d(\gamma)$ 与复用增益 γ 满足下式时

$$\lim_{\rho \rightarrow \infty} \frac{\text{lb} P(\gamma \text{lb} \rho)}{\text{lb} \rho} = -d(\gamma) \quad (16)$$

MIMO 系统能够同时获得大小为 $d(\gamma)$ 的分集增益与大小为 γ 的复用增益。通过定义

$$v_{\text{SD}} \doteq \lim_{\rho \rightarrow \infty} \frac{\text{lb} |h_{\text{SD}}|^2}{\text{lb} \rho} \quad (17)$$

可以得到 $v_{\text{SD}} = \rho^{-v_{\text{SD}}}$,式(17)中 v_{SD} 表示在信噪比 $\rho \rightarrow \infty$ 时在信道下能够获得的分集增益, $\doteq$ 表示当 ρ

$\rightarrow \infty$ 时的近似相等, 并进一步得到 $|h_{SD}|^2 \doteq \rho^{-v_{SD}}$ 。类似地, 可以得到关于各链路的相应表达式: $|h_{SR}^{(1)}|^2 \doteq \rho^{-v_{SR}}, |h_{SR}^{(2)}|^2 \doteq \rho^{-v_{SR}^{(2)}}, |h_1|^2 \doteq \rho^{-v_1}, |h_2|^2 \doteq \rho^{-v_2}$ 。

通过上述关系表达式, 可以继续借助文献[10]中的基础理论对 DA-VFD 方案的分集与复用折中关系进行推导。通过式(12)可以得到系统工作在协作模式下关于分集增益 $d(\gamma)$ 与复用增益 γ 的中断概率表达式

$$\begin{aligned} P_{co}(\gamma \text{lb} \rho) &\doteq \\ P_r \left\{ \frac{1}{3} \text{lb}(1 + \rho(|h_1|^2 + |h_2|^2))^2 < \gamma \text{lb} \rho \right\} &\doteq \\ P_r \left\{ \frac{1}{3} \text{lb}(\rho^{1-v_1} + \rho^{1-v_2})^2 < \gamma \text{lb} \rho \right\} &\doteq \\ P_r \left\{ \max(1-v_1, 1-v_2) < \frac{3\gamma}{2} \right\} &\doteq \rho^{-d_{co}} \quad (18) \end{aligned}$$

此时可以得到 DA-VFD 在协作模式下的分集增益与复用增益的折中关系为 $\inf\{v_1 + v_2\} = 2\left(1 - \frac{3\gamma}{2}\right)^+$, 其中 $(x)^+$ 表示取 x 与 0 中最大的数。

通过式(13), 可以得到源-中继链路的分集与复用的折中关系如下

$$\begin{aligned} P_{SR}^{(1)}(\gamma \text{lb} \rho) &\doteq P_r \left\{ \text{lb}(1 + \rho |h_{SR}^{(1)}|^2) < \frac{3}{2} \gamma \text{lb} \rho \right\} \doteq \\ P_r \left\{ \text{lb} \rho^{1-v_{SR}^{(1)}} < \frac{3}{2} \gamma \text{lb} \rho \right\} &\doteq \\ P_r \left\{ 1 - v_{SR}^{(1)} < \frac{3\gamma}{2} \right\} &\doteq \rho^{-d_{SR}^{(1)}} \quad (19) \end{aligned}$$

由于 $S-R_1$ 链路的分集与复用折中关系与 $S-R_2$ 链路相同, 因此这里不做重复推导。通过结合式(10)与式(13), 可以得到 DA-VFD 在协作模式下的源-中继链路的分集与复用的折中关系 $d_\pi = \inf\{v_\pi\} = 2\left(1 - \frac{3\gamma}{2}\right)^+ - \left(1 - \frac{3\gamma}{2}\right)^2$ 。

最后, 通过式(15), 可以推导出直传链路的分集复用的折中关系

$$\begin{aligned} P_{SD}(\gamma \text{lb} \rho) &\doteq P_r \left\{ \text{lb}(1 + \rho |h_{SD}|^2) < \gamma \text{lb} \rho \right\} \doteq \\ P_r \left\{ \text{lb} \rho^{1-v_{SD}} < \gamma \text{lb} \rho \right\} &\doteq \\ P_r \left\{ 1 - v_{SD} < \gamma \right\} &\doteq \rho^{-d_{SD}} \quad (20) \end{aligned}$$

式中: $d_{SD} = \inf\{v_{SD}\} = (1 - \gamma)$ 。

结合之前推导的各链路的分集与复用的关系, 最终可以得到 DA-VFD 方案的分集与复用的折中关系如下

$$\begin{aligned} d &= \min\{d_{co}, d_{P_{to}} + d_{SD}\} = \\ \min \begin{cases} 2\left(1 - \frac{3\gamma}{2}\right)^+, & \gamma \leq \frac{8}{9} \\ 2\left(1 - \frac{3\gamma}{2}\right)^+ - \left(1 - \frac{3\gamma}{2}\right)^2 + (1 - \gamma), & \text{其他} \end{cases} \quad (21) \end{aligned}$$

4 仿真结果

本节将 DA-VFD 方案与现有的同样采用分布式 Alamouti 编码的全双工中继传输方案^[20] (简称为 Alamouti FD) 进行比较, 给出了采用不同调制阶数以及不同信道条件下 2 种传输方案的误码性能的 Monte Carlo 仿真结果, 随后给出了 2 种系统的分集与复用的折中关系的数值仿真结果, 并对仿真结果进行分析。在仿真过程中, 如未特殊说明, 所有信道中的元素均服从均值为 0、方差为 1 的瑞利分布 $CN(0, 1)$ 。假设 2 个方案中的源节点与中继节点采用等功率发射, 即 $E_S = E_R = \rho$ 。注意到本方案利用 2 个半双工中继模拟了一个全双工中继, 但是同一时间只有 1 个中继被激活用于发射, 因此在上述假设下进行性能比较是公平的。

图 2 给出了采用 4QAM 调制, 在频谱效率为 $\frac{4}{3} \text{b}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 时, DA-VFD 方案与 Alamouti FD 方案在不同 SI 消除质量下的误码率仿真曲线。由于全双工方案 SI 消除质量的不确定性, 因此 DA-VFD 方案的误码率曲线将与不同 SI 消除质量下的 Alamouti FD 方案的误码率曲线进行比较。在 Alamouti FD 方案中, SI 信道被建模为均值为 0、方差为 $\sigma_{\pi}^2 R_{SN}^2$ 的瑞利信道, 其中 $\sigma_{\pi}^2 = 1, R_{SN}$ 为系统的接收信噪比。因此, 可以通过控制参数 μ 的大小控制 SI 信道的方差, 进一步控制系统中残余自干扰 (RSI) 的大小, 研究不同 SI 消除质量下系统的性能表现。其中, 参数 μ 用于衡量 SI 消除的质量好坏, 具体地: 从 1.0 到 0.0 依次表示 SI 消除质量由好到坏。图中 $\mu = 1.0$ 表示非常好的 SI 消除, 此时 SI 的影响可以忽略; 相反, $\mu = 0.3$ 表示 SI 消除质量很差, 此时 SI 将对系统性能产生较大影响。因此, 由

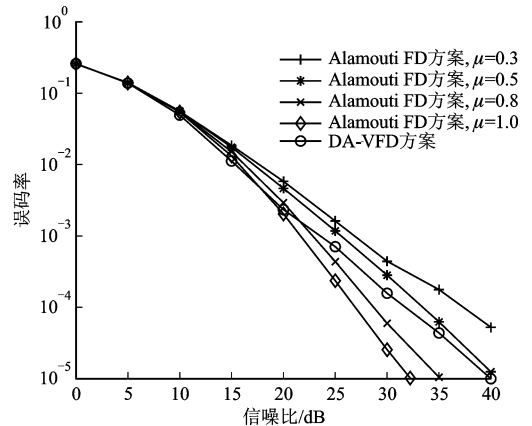


图2 采用 4QAM 调制时 DA-VFD 方案和 Alamouti FD 方案的误码率性能比较

于 SI 消除效果的不确定性,导致在不同 SI 消除质量下 Alamouti FD 方案的误码性能也不同。可以看到,在信噪比区间到 20 dB 时,DA-VFD 方案的误码性能整体优于对比方案。这是由于低信噪比时,Alamouti FD 方案中存在的 RSI 对系统性能的影响较大,而 DA-VFD 方案不会受到 SI 影响。随着 R_{SN} 的增加,高 SI 消除质量下对比方案获得的分集增益高于 DA-VFD 方案,因此在 20 dB 时 DA-VFD 的误码率曲线被 Alamouti FD 方案 $\mu=1.0$ 和 $\mu=0.8$ 的 2 条曲线超过,但仍优于 $\mu=0.5$ 和 $\mu=0.3$ 时对比方案的误码性能。

图 3 中给出了采用 16QAM 调制,在频谱效率为 $\frac{8}{3} \text{ b}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 时,DA-VFD 方案与 Alamouti FD 方案在不同 SI 消除质量下的误码率仿真曲线。可以看到,随着系统调制阶数的增加,Alamouti FD 方案在不同 SI 消除质量下的误码性能均出现不同程度的恶化,尤其是 $\mu=0.5$ 和 $\mu=0.3$ 时的 2 条误码率曲线几乎重合。通过比较可以发现,当采用 16QAM 调制时,DA-VFD 方案的优势更加明显:在 35 dB 之前,DA-VFD 方案的误码性能整体优于不同 SI 消除质量下的对比方案的误码性能。这是因为随着系统调制阶数的提高,RSI 对 Alamouti FD 误码性能的影响也更加明显。得益于不会受到 SI 影响,DA-VFD 的优势在高调制阶数时更为明显。在 35 dB 后,DA-VFD 方案的误码性能仍优于 SI 消除质量 $\mu \leq 0.8$ 区间内的 Alamouti FD 方案的误码性能。

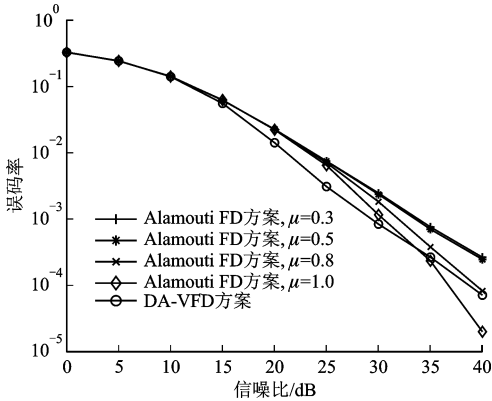


图 3 一般信道条件下采用 16QAM 调制时 DA-VFD 方案和 Alamouti FD 方案的误码率性能比较

图 2 和图 3 中 DA-VFD 与 Alamouti FD 方案的比较结果,均说明了全双工中继传输方案中 SI 消除质量的不确定性对 Alamouti FD 方案的影响很大,尤其在系统调制阶数较高时,影响更为明显。而

所提出的 DA-VFD 方案有效地避免了 FD 传输时 RSI 对系统性能带来的不利影响,因此获得了更加稳定的误码率性能。

图 4 给出了在特殊信道条件下采用 16QAM 调制,当频谱效率为 $\frac{8}{3} \text{ b}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 时,DA-VFD 方案与 Alamouti FD 方案在不同 SI 消除质量下的误比特率仿真曲线。与之前的信道假设不同,图 4 中的 2 条源-中继信道 $h_{SR}^{(1)}$ 、 $h_{SR}^{(2)}$ 中的元素分别服从均值为 0、方差为 1.5 的瑞利分布 $\text{CN}(0, 1.5)$; 2 条中继转发信道 $h_{RD}^{(1)}$ 、 $h_{RD}^{(2)}$ 中的元素分别服从均值为 0、方差为 2.5 的瑞利分布 $\text{CN}(0, 2.5)$ 。虽然以上假设并不具有实际意义,但却是研究中继协作通信系统性能的一种常用方法^[11,18]。

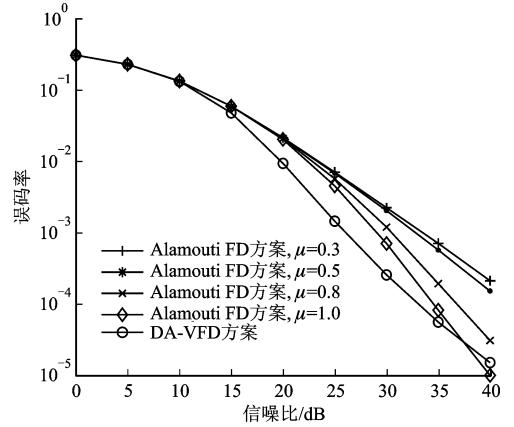


图 4 特殊信道条件下采用 16QAM 调制时 DA-VFD 方案和 Alamouti FD 方案的误码率性能比较

从图 4 中可以看到,相比图 3,此时 DA-VFD 方案的误码性能优势进一步扩大,在 40 dB 时的误码率相较 $\mu=0.5$ 和 $\mu=0.3$ 时的 2 条误码率提高了一个数量级。通过式(8)可以看到,DA-VFD 方案能够获得的接收分集增益大小为 $(|h_1|^2 + |h_2|^2)$,其中 $h_1 = h_{SD} h_{RD}^{(2)}$, $h_2 = h_{RD}^{(1)} h_{RD}^{(2)}$ 。依据文中假设所有信道相互独立,因此 DA-VFD 方案在协作模式下的节点获得的接收分集增益大小为 $(|h_{SD}|^2 |h_{RD}^{(2)}|^2 + |h_{RD}^{(1)}|^2 |h_{RD}^{(2)}|^2)$ 。相较对比方案的接收分集增益: $(|h_{SD}|^2 + |h_{RD}|^2)$,当无线信道方差大于 1 时,DA-VFD 方案获得的接收分集增益相较 Alamouti FD 方案获得的接收分集提高了 $|h_{RD}^{(2)}|^2$ 倍。由于 $|h_{RD}^{(2)}|^2 > 1$ 的概率随信道方差的增加而增加,从而 DA-VFD 能够在信道方差大于 1 时,获得比对比方案更好的系统误码性能。因此,DA-VFD 方案在信道状态较好的通信场景中能够获得比 Alamouti FD 方案更好的系统误码性能。还可以发现,DA-VFD

方案的误码性能依赖于与中继相关的信道质量。

图5给出了在高信噪比下($\rho \rightarrow \infty$)DA-VFD方案与 Alamouti FD方案在不同SI消除质量下的系统分集与复用折中关系的比较。从图中可以看出,在大多数情况下,DA-VFD的方案的分集与复用的折中性能均优于 Alamouti FD方案,且当复用增益 $\gamma > 0.15$ 时,达到了 Alamouti FD方案在最优SI消除效果即 $\mu = 1.0$ 时的分集与复用折中性能,但是当 Alamouti FD方案的SI消除质量在 $\mu = 0.6$ 至 $\mu = 1.0$,且当系统复用增益 γ 较低时,DA-VFD方案获得的分集增益仍不及 Alamouti FD方案,进一步验证了图2至图3中二者的误比特率仿真结果。这是因为 DA-VFD获得的分集增益来自于系统工作在协作模式获得的发射分集增益。由式(10)可知,DA-VFD方案工作在协作模式的概率即为2条源中继链路同时不发生中断的概率,显然要低于相同信道条件下对比方案(仅有一条源-中继链路不发生中断)工作在协作模式的概率。但同时,Alamouti FD方案的分集增益还受到系统SI消除质量 μ 的影响。因此,造成了DA-VFD在 γ 较低时获得的分集增益低于SI消除质量较好时 Alamouti FD获得的分集增益。通过与SISO系统的分集与复用增益比较可以发现,当DA-VFD方案的复用增益 $\gamma > 0.5$ 时,系统的分集增益将低于SISO传输方案的分集增益。

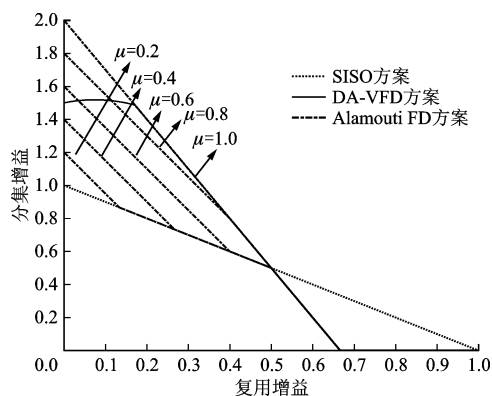


图5 高信噪比下DA-VFD方案和 Alamouti FD方案的分集与复用性能比较

5 结 论

本文提出了一种采用分布式 Alamouti 编码的虚拟全双工通信方案——DA-VFD,该方案通过2个半双工中继之间的配合实现了一个全双工中继的功能。通过采用分布式 Alamouti 编码,系统能够在协作模式下获得发射分集,提高了系统抵抗信道衰

落的能力,同时通过2个半双工中继模拟一个全双工中继,避免了全双工中继中最大的问题——SI对系统性能造成的恶化,节省了系统为了消除SI产生的额外硬件成本,同时也避免了因为SI消除质量的不确定性带来的系统性能的不稳定。通过仿真比较可以看到,相比全双工中继传输方案,DA-VFD方案的误码性能不受RSI的影响。此外,当 Alamouti FD方案在SI消除质量不佳时,DA-VFD获得了更好且更加稳定的误码性能。最后,通过对2种方案的系统分集与复用折中性能的分析,进一步验证了以上结论。

参考文献:

- [1] ZHANG Zhongshan, CHAI Xiaomeng, LONG Keping, et al. Full duplex techniques for 5G networks: self-interference cancellation, protocol design, and relay selection [J]. IEEE Communications Magazine, 2015, 53(5): 128-137.
- [2] 王夕予,陈亚军,肖敏,等. 5G非正交多址系统中使用全双工基站干扰的安全传输方案[J]. 西安交通大学学报, 2019, 53(8): 129-134.
WANG Xiyu, CHEN Yajun, XIAO Min, et al. A secure transmission scheme using full-duplex base station jamming in 5G non-orthogonal multiple access systems [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2019, 53(8): 129-134.
- [3] ANDREWS J G, BUZZI S, CHOI W, et al. What will 5G be? [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2014, 32(6): 1065-1082.
- [4] RIIHONEN T, WERNER S, WICHMAN R. Mitigation of loopback self-interference in full-duplex MIMO relays [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(12): 5983-5993.
- [5] 许江涛,唐炳俊,翟羽健,等. 应用于同频带全双工中的宽带自干扰射频抵消技术[J]. 西安交通大学学报, 2018, 52(9): 71-75, 108.
XU Jiangtao, TANG Bingjun, ZHAI Yujian, et al. Wide bandwidth selfinterference radio frequency cancelling technique for single channel full duplex [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2018, 52(9): 71-75.
- [6] 唐成凯,廉保旺,张玲玲. 卫星通信系统双向中继转发自干扰消除算法[J]. 西安交通大学学报, 2015, 49(2): 74-79.
TANG Chengkai, LIAN Baowang, ZHANG Lingling. An algorithm to eliminate self-interference of bidirectional relaying for satellite communication systems

- [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2015, 49(2): 74-79.
- [7] FAN Jie, LI Lixin, ZHANG Huisheng, et al. Denoise-and-forward two-path successive relaying with DBPSK modulation [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2017, 6(1): 42-45.
- [8] ORIKUMHI I, LEOW C Y, DING Zhiguo. Wireless information and power transfer in MIMO virtual full-duplex relaying system [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(12): 11001-11010.
- [9] HOU Jiancao, NARAYANAN S, MA Yi, et al. Multi-antenna assisted virtual full-duplex relaying with reliability-aware iterative decoding [C] // 2018 IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2018: 20182705393518.
- [10] ORIKUMHI I, LEOW C Y, LI Yonghui. Reliable virtual full-duplex relaying in the presence of inter-relay interference [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(10): 9098-9109.
- [11] SHEHNI A, FLANAGAN M F. Virtual full-duplex distributed spatial modulation with SER-optimal and suboptimal detection [C] // 2018 IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2018: 20182705393172.
- [12] DI RENZO M, HAAS H, GRANT P M. Spatial modulation for multiple-antenna wireless systems: a survey [J]. IEEE Communication Magazine, 2011, 49(12): 182-191.
- [13] DI RENZO M, HAAS H, GHAYEB A, et al. Spatial modulation for generalized MIMO: challenges, opportunities, and implementation [J]. Proceedings of the IEEE, 2013, 102(1): 56-103.
- [14] LI Qiang, YU Manli, PANDHARIPANDE A, et al. Performance of virtual full-duplex relaying on cooperative multi-path relay channels [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(5): 3628-3642.
- [15] KIM Y, YAMAZAKI K, JUNG B C. Virtual full-duplex cooperative NOMA: relay selection and interference cancellation [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18(12): 5882-5893.
- [16] LIAU Q Y, LEOW C Y, DING Z. Amplify-and-forward virtual full-duplex relaying-based cooperative NOMA [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2018, 7(3): 464-467.
- [17] LIAU Q Y, LEOW C Y. Cooperative NOMA system with virtual full duplex user relaying [J]. IEEE Access, 2019, 10(7): 2502-2511.
- [18] HONG S, HUI D, MARIĆ I, et al. On the achievable rates of virtual full-duplex relay channel [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2019, 65(1): 354-367.
- [19] MANOJ B R, MALLIK R K, BHATNAGAR M R, et al. Virtual full-duplex relaying in multi-hop df cooperative networks using half-duplex relays with buffers [J]. IET Communications, 2019, 13(5): 489-495.
- [20] KRIKIDIS I, SURAWEEA H A. Full-duplex cooperative diversity with Alamouti space-time code [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2013, 2(5): 519-522.
- [21] SAMAVAT M, FATCMCH-HOSSEINI G, TALEBI S. Coding scheme for cooperative relay networks with full-duplex relaying [C] // 2013 Iran Workshop on Communication and Information Theory. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2013: 6555760.
- [22] ALAMOUTI S. A Simple transmit diversity technique for wireless communications [J]. IEEE Journal on Select Areas in Communications, 1998, 16(8): 1451-1458.
- [23] 种稚萌, 朱世华, 吕刚明. 分布式 Alamouti 空时码的信道容量分析 [J]. 西安交通大学学报, 2007, 41(8): 969-973.
- ZHONG Zhimeng, ZHU Shihua, LÜ Gangming. Channel capacity analysis of distributed Alamouti space time code [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2007, 41(8): 969-973.
- [24] 曹鑫, 王磊, 邵彦彰. 采用 Alamouti 码构造的正交空间调制及低复杂度解码算法 [J]. 西安交通大学学报, 2019, 53(6): 69-76.
- CAO Xin, WANG Lei, SHAO Yanzhang. A decoding algorithm with quadrature spatial modulation and low-complexity using Alamouti code [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2019, 53(6): 69-76.
- [25] ZHONG Fuli, XIA Xianggen, LI Hui, et al. Distributed linear convolutional space-time coding for two-hop full-duplex relay $2 \times 2 \times 2$ cooperative communication networks [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(5): 2857-2868.
- [26] ZHENG Lizhong, TSE D N C. Diversity and multiplexing: a fundamental tradeoff in multiple-antenna channels [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2003, 49(5): 1073-1096.

(编辑 刘杨)